

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ БЕЗ ЗВЕНА ПОСТОЯННОГО ТОКА С ОДНОФАЗНЫМ, ДВУХФАЗНЫМ И ТРЕХФАЗНЫМ ВЫХОДНЫМ СИНУСОИДАЛЬНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Вентильные преобразователи частоты с непосредственной связью (ВПЧ) могут найти применение для частотного регулирования скорости двигателей переменного тока и питания установок, служащих для перемещения жидкого металла.

В статье приведены расчетные соотношения для определения коэффициента мощности и составляющих полной мощности на входе, охватывающие все энергетические режимы ВПЧ с одно-, двух- и трехфазным выходом. В приложениях поясняется методика исследования.

Рассматриваются системы, каждая фаза нагрузки которых питается от реверсивного преобразователя, построенного на основе трехфазной мостовой схемы (рис. 1).

Для того чтобы гладкие составляющие выходного напряжения и тока изменялись по синусоидальному закону:

$$u_2 = U_{2m} \sin(\omega_2 t + \varphi_2); \quad (1)$$

$$i_2 = I_{2m} \sin \omega_2 t, \quad (2)$$

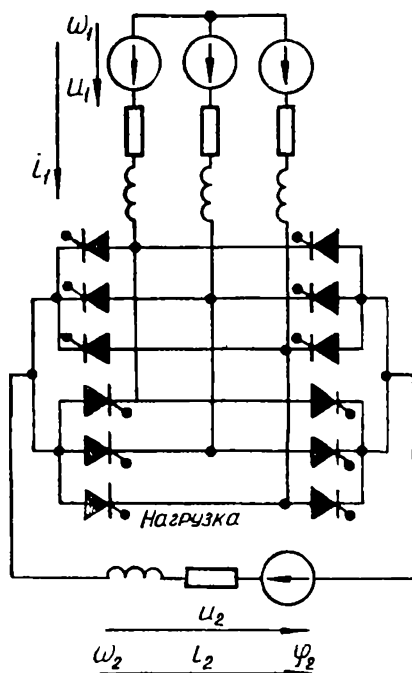


Рис. 1. Схема питания одной фазы нагрузки.

угол управления зажиганием реверсивного преобразователя должен изменяться в соответствии с уравнениями [1]:

$$\begin{aligned}\alpha &= \arccos [\nu \sin (\omega_2 t + \varphi_2)]; \quad [0 < \omega_2 t < \pi]; \\ \alpha &= \arccos [-\nu \sin (\omega_2 t + \varphi_2)]; \quad [\pi < \omega_2 t < 2\pi],\end{aligned}\quad (3)$$

где $\nu = \frac{U_{2m}}{U_{2m0}}$ — глубина регулирования амплитуды выходного напряжения;
 U_{2m0} — наибольшая амплитуда выходного напряжения, равная среднему значению э. д. с. полностью открытого преобразователя.

Положительная и отрицательная полуволны тока формируются различными мостами реверсивного преобразователя, каждый из которых при $\alpha < \frac{\pi}{2}$ работает в выпрямительном, а при $\alpha > \frac{\pi}{2}$ — в инверторном режимах. Путем изменения ω_2 и ν можно управлять частотой и амплитудой выходного напряжения.

Вследствие (3) входные токи представляют собой импульсы, модулированные по амплитуде и фазе. С уменьшением ω_2 уменьшается влияние фазовой модуляции на длительность импульсов и пауз между ними. В основу анализа положена кривая входного тока, состоящая из прямоугольных импульсов продолжительностью $\frac{2\pi}{3\omega_1}$ сек с интервалами $\frac{\pi}{3\omega_1}$ сек, модулированных по амплитуде в соответствии с (2). Такая аппроксимация кривой входного тока позволяет провести анализ энергетических соотношений ВПЧ на базе классической теории вентильных преобразователей [2]. Однако пренебрежение фазовой модуляцией ограничивает область применения полученных соотношений диапазоном частот, применяемых для регулирования скорости мощных синхронных двигателей (до 10—15 гц) и в установках электромагнитного перемешивания жидкого металла, где выходная частота еще меньше.

Получена аналитическая зависимость между действующим значением входного тока за полпериода выходной частоты и действующим значением выходного тока (см. прил. 1). Соответственно для ВПЧ с одно-, двух- и трехфазным выходом

$$I_1^{(1)} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_2, \quad I_1^{(2)} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_2, \quad I_1^{(3)} = 2I_2. \quad (4)$$

Исходя из соотношений для управляемого трехфазного мостового преобразователя, для ВПЧ нетрудно получить связь между действующими значениями напряжений на входе и выходе [1]:

$$U_1 = \frac{\pi \sqrt{2}}{3 \sqrt{6}} \cdot \frac{U_2}{\nu}. \quad (5)$$

Коэффициент мощности определяется по формуле:

$$\chi = \frac{P_{\text{ср}}}{S} = \frac{P_{\text{ср}}}{3U_1 I_1},$$

где S — полная мощность на входе ВПЧ;

$P_{\text{ср}}$ — среднее значение мгновенной мощности на входе ВПЧ за период выходной частоты, т. е. активная мощность на выходе преобразователя.

В соответствии с выражениями (4) и (5) получим:

$$\chi^{(1)} = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} v \cos \varphi_2; \quad \chi^{(2)} = \frac{3}{\pi} v \cos \varphi_2; \quad \chi^{(3)} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} v \cos \varphi_2. \quad (6)$$

Коэффициент мощности двухфазного ВПЧ оказывается большим, чем одно- и трехфазного. Так, при $v=1$ и $\cos \varphi_2=1$ этот коэффициент $\chi^{(2)}=0,955$. Анализ показывает, что $\chi^{(3)}$ принимает такое значение только при полной компенсации реактивной мощности сдвига. Это дает предпочтение двухфазному ВПЧ в тех случаях, когда отсутствуют требования, предъявляемые трехфазным приводом переменного тока, например в уже упомянутых выше установках электромагнитного перемешивания.

Ниже приведены аналитические выражения для изменения активной и реактивной мощности на входе ВПЧ, а также для их средних значений (пояснения даны в прил. 2). Активная мощность на входе:

$$\begin{aligned} P_1^{(1)} &= 2U_2 I_2 \sin \omega_2 t \sin (\omega_2 t + \varphi_2) = U_2 I_2 [\cos \varphi_2 - \cos (2\omega_2 t + \varphi_2)]; \\ P_1^{(2)} &= 2U_2 I_2 \cos \varphi_2 = P_{1\text{ср}}^{(2)} = P_2^{(2)}; \\ P_1^{(3)} &= 3U_2 I_2 \cos \varphi_2 = P_{1\text{ср}}^{(3)} = P_2^{(3)}. \end{aligned} \quad (7)$$

Среднее значение активной мощности за полпериода выходной частоты на входе однофазного преобразователя

$$P_{1\text{ср}}^{(1)} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi P_1^{(1)}(\omega_2 t) d\omega_2 t = U_2 I_2 \cos \varphi_2. \quad (7a)$$

Таким образом, активная мощность на входе однофазного ВПЧ колеблется с частотой $2\omega_2$ около своего среднего значения, равного активной мощности нагрузки, принимая при $\pi - \varphi_2 < \omega_2 t < \pi$ отрицательные значения (инверторный режим работы ВПЧ). Активная же мощность двухфазного и трехфазного ВПЧ остается на протяжении периода выходной частоты постоянной, равной ее среднему значению и активной мощности нагрузки ВПЧ.

Для реактивной мощности имеем:

$$Q_1^{(1)} = \frac{2U_2 I_2}{v} \sqrt{1 - v^2 \sin^2 (\omega_2 t + \varphi_2)} |\sin \omega_2 t|;$$

$$\begin{aligned}
Q_1^{(2)} = & \frac{2U_2 I_2}{v} \left\{ \left| \sin \omega_2 t \right| \sqrt{1 - v^2 \sin^2 (\omega_2 t + \varphi_2)} + \right. \\
& \left. + \left| \sin \left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} \right) \right| \sqrt{1 - v^2 \sin^2 \left(\omega_2 t + \varphi_2 - \frac{\pi}{2} \right)} \right\}; \\
Q_1^{(3)} = & \frac{2U_2 I_2}{v} \left\{ \left| \sin \omega_2 t \right| \sqrt{1 - v^2 \sin^2 (\omega_2 t + \varphi_2)} + \right. \\
& + \left| \sin \left(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} \right) \right| \sqrt{1 - v^2 \sin^2 \left(\omega_2 t + \varphi_2 - \frac{2\pi}{3} \right)} + \\
& \left. + \left| \sin \left(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3} \right) \right| \sqrt{1 - v^2 \sin^2 \left(\omega_2 t + \varphi_2 + \frac{2\pi}{3} \right)} \right\}. \quad (8)
\end{aligned}$$

Реактивная мощность на входе ВПЧ с одно-, двух- и трехфазным выходом колеблется соответственно с частотами $2\omega_2$, $4\omega_2$, $6\omega_2$, оставаясь всегда положительной независимо от того, индуктивный или емкостный (например, синхронный двигатель с опережающим $\cos \varphi$) характер имеет нагрузка ВПЧ. Последнее очевидно из того, что реактивная составляющая тока (2П) всегда положительна, так как имеет множителем единственную неабсолютную величину $\sin \alpha$, которая положительна ввиду того, что $0 < \alpha < 180^\circ$. Таким образом, ВПЧ при любом характере нагрузки и обычной схеме без искусственной коммутации остается всегда потребителем реактивной мощности.

Определив среднее значение реактивной мощности на входе за период частоты ω_2

$$Q_{1 \text{ ср}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi Q_1(\omega_2 t) d\omega_2 t,$$

увидим, что для трех- и двухфазного ВПЧ оно соответственно в 3 и в 2 раза больше, чем для ВПЧ с однофазным выходом. Если Q_1 и $Q_{1 \text{ ср}}$ представить в относительных единицах, приняв за базисную величину полную мощность на выходе S_2 , то получим одинаковые средние значения реактивной мощности одно-, двух- и трехфазных ВПЧ:

$$\begin{aligned}
q_{1 \text{ ср}} = & \frac{2}{\pi} \left[\sqrt{1 - v^2 \sin^2 \varphi_2} + \frac{1}{v} \sin \varphi_2 \arcsin (v \sin \varphi_2) + \right. \\
& \left. + \ln \frac{\cos \varphi_2 + \sqrt{\frac{1 - v^2}{v^2} + \cos^2 \varphi_2}}{-\cos \varphi_2 + \sqrt{\frac{1 - v^2}{v^2} + \cos^2 \varphi_2}} \right]. \quad (9)
\end{aligned}$$

Наибольшее различие между средними значениями реактивных мощностей при изменении φ_2 от 0 до $\frac{\pi}{2}$ имеет место при $v=1$:

$$q_{1\text{ ср}}|_{v=1} = \frac{2}{\pi} (\cos \varphi_2 + \varphi_2 \sin \varphi_2). \quad (10)$$

Последнее соотношение подтверждает частный случай энергетического режима преобразователя, рассмотренный на основе иной методики в [3]. При увеличении φ_2 от 0 до $\frac{\pi}{2}$ среднее значение

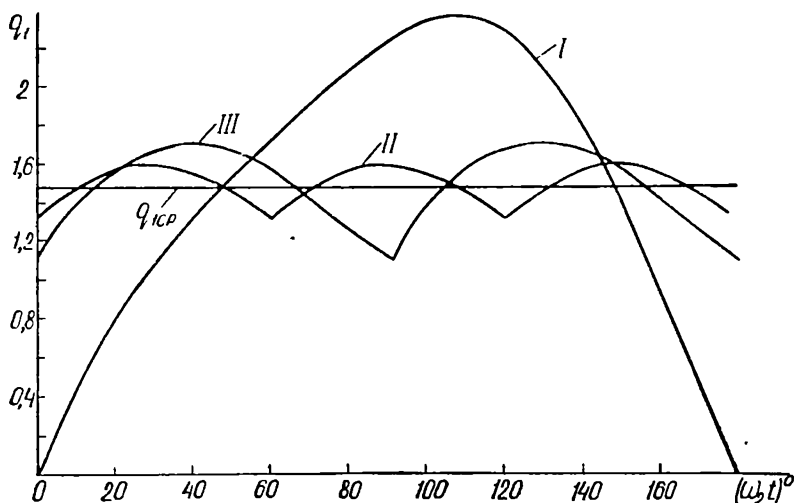


Рис. 2. Колебания реактивной мощности ВПЧ при $v=0,707$ и $\varphi_2=30^\circ$ для однофазного (I), двухфазного (II), трехфазного выхода (III).

реактивной мощности (10) растет. При других постоянных значениях глубины регулирования ($v < 1$) $q_{1\text{ ср}}$ несколько растет с увеличением φ_2 . С уменьшением v среднее значение реактивной мощности растет более существенно, и при $v \rightarrow 0$ $q_{1\text{ ср}} \rightarrow \infty$.

На рис. 2 в качестве иллюстрации представлены колебания реактивной мощности ВПЧ при $v=0,707$ и $\varphi_2=30^\circ$.

Приложение 1

Наиболее простая аналитическая связь между I_1 и I_2 получается при определенном соотношении частот ω_1 и ω_2 . Для однофазного преобразователя она определяется при кратном соотношении частот. Для ВПЧ с двухфазным выходом эта связь определяется при соотношении частот, кратном двум, так как для

этого случая токи фаз нагрузки повторяют друг друга по форме и лишь сдвинуты по фазе на полпериода выходной частоты. Входной ток фазы при этом может быть получен путем арифме-

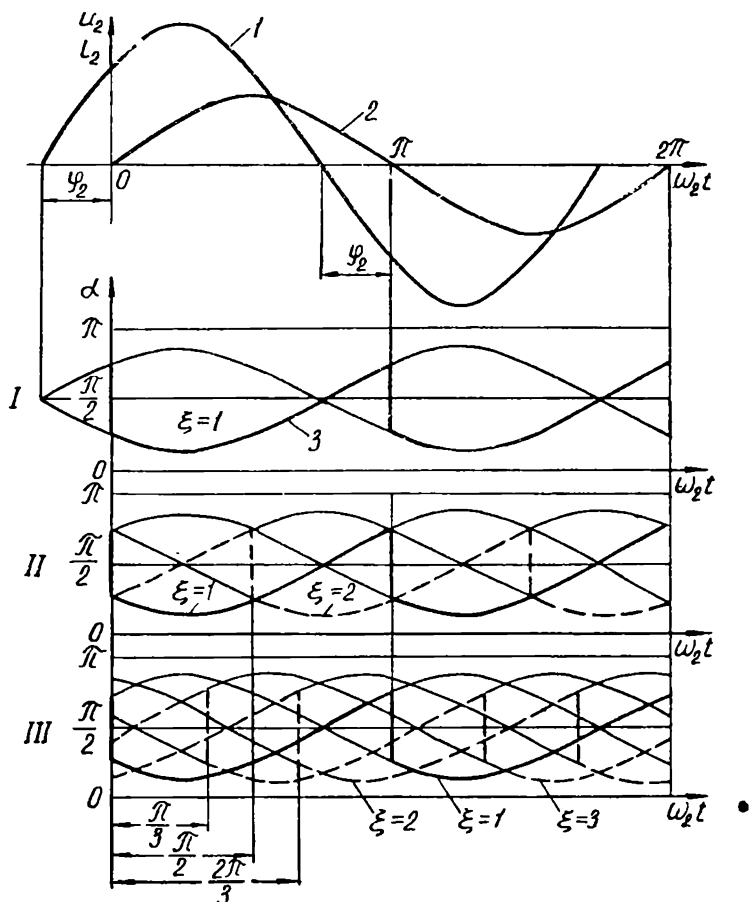


Рис. 3. Диаграммы изменения угла управления для однофазного (I), двухфазного (II), трехфазного ВПЧ (III):

$$1 - u_1 = U_{2m} \sin(\omega_2 t + \varphi_2); \quad 2 - i_2 = I_{2m} \sin \omega_2 t; \\ 3 - \alpha = \arccos[\gamma \sin(\omega_2 t + \varphi_2)].$$

тического суммирования импульсов, обусловленных двумя фазами нагрузки. Для ВПЧ с трехфазным выходом описанная картина повторяется при соотношении частот, кратном трем, с тем отличием, что входной ток фазы формируется тремя выходными токами нагрузки, сдвинутыми на треть периода выходной частоты.

Приложение 2

Амплитуда основной гармоники входного тока трехфазного мостового преобразователя [2]:

$$I_{m1(1)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d.$$

В соответствии с этим можно записать закон изменения средне-квадратичных значений активных и реактивных составляющих первой гармоники входного тока за полпериода частоты ω_1 :

$$I_{1a\pi} = \sum_{\xi} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_2 |\sin(\omega_2 t + \psi_{\xi})| \cos \alpha_{\xi}; \quad (1п)$$

$$I_{1p\pi} = \sum_{\xi} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_2 |\sin(\omega_2 t + \psi_{\xi})| \sin \alpha_{\xi}, \quad (2п)$$

где $0 < \omega_2 t < \pi$.

Для одно-, двух- и трехфазного ВПЧ сумма состоит соответственно из одного, двух и трех слагаемых по числу токов фаз нагрузки, образующих ток фазы ВПЧ. Индекс ξ для однофазного ВПЧ принимает значения, равное 1, двухфазного — 1 и 2, трехфазного — 1, 2, 3. Величина ψ_{ξ} для однофазного ВПЧ равна нулю; двухфазного — $\psi_1 = 0$, $\psi_2 = -\frac{\pi}{2}$; трехфазного — $\psi_1 = 0$, $\psi_2 = -\frac{2\pi}{3}$, $\psi_3 = +\frac{2\pi}{3}$. Закон изменения α_{ξ} , $\cos \alpha_{\xi}$, $\sin \alpha_{\xi}$ в пределах $0 < \omega_2 t < \pi$ может быть записан согласно диаграммам рис. 3.

Подставив в выражение активной мощности на входе ВПЧ

$$P_1 = 3U_1 I_{1a\pi} \quad (3п)$$

соотношения (1п) и (5), получим (7).

Подставив в выражение реактивной мощности на входе ВПЧ

$$Q_1 = 3U_1 I_{1p\pi} \quad (4п)$$

соотношения (2п) и (5), получим (8).

ЛИТЕРАТУРА

1. И. Я. Бернштейн. Тиристорные преобразователи частот без звена постоянного тока. М., «Энергия», 1968.

2. И. Л. Каганов. Промышленная электроника. М., «Высшая школа», 1968.

3. О. А. Маевский. Коэффициент мощности и составляющие полной мощности вентильных преобразователей частоты. Изв. вузов, Электромеханика, 1965, № 12.